

003375971

WPI Acc No: 1982-N4006E/198241

Transmitter for angle-modulated signals - suppresses out-of-band power spectrum and improved error rate as function of signal-to-noise ratio

Patent Assignee: PHILIPS GLOEILAMPENFAB NV (PHIG)

Inventor: CHUNG K S

Number of Countries: 006 Number of Patents: 009

Patent Family:

Patent No	Kind	Date	Applicat No	Kind	Date	Week
GB 2096424	A	19821013	GB 829159	A	19820329	198241 B
DE 3211812	A	19821104	DE 3211812	A	19820331	198245
FR 2503498	A	19821008				198246
NL 8101611	A	19821101				198247
JP 57174966	A	19821027				198249
GB 2096424	B	19841010				198441
US 4477916	A	19841016	US 82357245	A	19820311	198444
DE 3211812	C	19890720				198929
NL 189588	B	19921216	NL 811611	A	19810401	199301

Priority Applications (No Type Date): NL 811611 A 19810401

Patent Details:

Patent No	Kind	Lan	Pg	Main IPC	Filing Notes
GB 2096424	A		6		
NL 189588	B		6	H04L-027/10	

Abstract (Basic): GB 2096424 A

The transmitter has an input (1) for binary signals, a premodulation filter (2) and a frequency modulation arrangement (3). In order to improve the error rate of the system of transmitter and receiver a premodulation filter is used having a pulse response $h(t)$ as follows: $h(t) = g(t) - \sum (\alpha(n)(g(t-nT) + g(t+nT)))$ between $n=N$ and $n=1$ wherein $g(t)$ is the pulse response of a Gaussian low-pass filter and T the duration of a binary signal element.

The post-demodulation filter 6-4(6-5) has a pulse response of the same general form for optimum results.

1/6

Abstract (Equivalent): GB 2096424 B

A transmitter for angle-modulated signals having an input for synchronous binary signals, which input is connected to a premodulation filter the output of which is connected to the signal input of a frequency modulation arrangement serving to provide in response to an input signal voltage an output signal at a frequency which linearly depends on the signal voltage, wherein the premodulation filter has a pulse response $h(t)$ in accordance with the expression given below, $h(t) = g(t)$ - wherein $g(t)$ is the pulse response of a Gaussian low-pass filter, T is a delay time equal to the duration of a binary signal element and n is an integer.

Abstract (Equivalent): US 4477916 A

The premodulation filter has a pulse response $h(t)$ in accordance with the expression: $h(t) = g(t) - \text{SUM OF } \alpha(n) (g(t-nT) + g(t+nT))$ where $g(t)$ is the pulse response of a Gaussian lowpass filter, T is a time delay equal to the duration of a binary signal element and n is an integer. In a practical situation it may not be necessary to go further than a low value of n , for example $n=4$.

For optimum results the post-modulation filter in the receiver, which is situated behind the detection or demodulation stage (postdemodulation filter) will have a pulse response of the same general shape, optionally with a larger band width and other values for the factors $\alpha(n)$ to realize a max. signal-to-noise ratio.

ADVANTAGE - Accomplishes an improvement of the error rate as a function of signal to noise ratio. (6pp)d

THIS PAGE BLANK (USPTO)

Title Terms: TRANSMIT; ANGLE; MODULATE; SIGNAL; SUPPRESS; BAND; POWER;
SPECTRUM; IMPROVE; ERROR; RATE; FUNCTION; SIGNAL-TO-NOISE; RATIO
Derwent Class: U23; W01; W02
International Patent Class (Main): H04L-027/10
International Patent Class (Additional): H03C-003/00; H03K-025/49;
H04B-001/62; H04L-027/12
File Segment: EPI
Manual Codes (EPI/S-X): U23-H; W01-A09A; W02-G01; W02-G04

THIS PAGE BLANK (USPTO)

98/1599

32

19 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

12 Patentschrift
11 DE 3211812 C2

51 Int. Cl. 4:
H04L 27/12

21 Aktenzeichen: P 32 11 812.0-31
22 Anmeldetag: 31. 3. 82
43 Offenlegungstag: 4. 11. 82
45 Veröffentlichungstag
der Patenterteilung: 20. 7. 89

DE 3211812 C2

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden

30 Unionspriorität: 32 33 31
01.04.81 NL 8101611

73 Patentinhaber:
N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven, NL

74 Vertreter:
Hartmann, H., Dipl.-Ing., Pat.-Ass., 2000 Hamburg

72 Erfinder:
Chung, Kah Seng, Eindhoven, NL

56 Für die Beurteilung der Patentfähigkeit
in Betracht gezogene Druckschriften:
HIRADE, Kenkichi, MUROTA, Kazuaki: A Study of
Modulation for Digital Mobile Telephony. In:
Proceedings of the 29th IEEE Vehicular Technology
Conference, Arlington, Ill., USA, 27.-30. März 1979,
S.13-19;
JAGER, Frank de, DEKKER, Cornelis B.: Tamed
Frequency Modulation, A Novel Method to Achieve
Spectrum Economy in Digital Transmission. In: IEEE
Transactions on Communications, Vol. COM-26,
No.5, Mai 1978, S.534-542;

54 Sender für winkelmodulierte Signale

DE 3211812 C2

Beschreibung

Die Erfindung bezieht sich auf einen Sender für winkelmodulierte Signale mit einem Eingang für synchrone binäre Signale, der an ein Vormodulationsfilter angeschlossen ist, dessen Ausgang an den Signaleingang einer Frequenzmodulationsanordnung angeschlossen ist, die in Abhängigkeit von einer Eingangssignalspannung ein Ausgangssignal erzeugt, dessen Frequenz von der Signalspannung linear abhängig ist.

Ein derartiger Sender ist aus "Proceedings of the 29th IEEE Vehicular Technology Conference", Arlington, Illinois, USA, März 27-30, 1979, Seiten 13-19.

Dieser bekannte Sender bietet den Vorteil, daß eine gute Unterdrückung des Leistungsspektrums außerhalb des Bandes erhalten wird, wodurch kleinere Kanalabstände bzw. größere Übertragungsgeschwindigkeiten bzw. eine höhere Sendeleistung oder eine Kombination derselben angewandt werden kann.

Bei diesem bekannten Sender wird als Vormodulationsfilter ein Tiefpaßfilter mit einer Durchlaßkennlinie, die eine Gauß-Kurve ist, ein sogenanntes Gauß-Tiefpaßfilter, verwendet.

Ein aus einem Sender und einem Empfänger bestehendes System wird normalerweise für einen optimalen Rauschabstand durch ein sogenanntes Nachmodulationsfilter in dem Empfänger optimiert. In der obengenannten Veröffentlichung ist für das Nachmodulationsfilter auch ein Gauß-Filter verwendet worden, das vor dem Detektor angeordnet und als Vordetektionsfilter bezeichnet ist.

Die Erfindung hat nun zur Aufgabe, einen Sender der obengenannten Art zu schaffen, wobei die Unterdrückung des Leistungsspektrums außerhalb des Bandes mindestens ebenso gut ist wie beim bekannten Sender, der jedoch in dem System von Sender und Empfänger eine wesentliche Verbesserung der Fehlerrate als Funktion des Signal-Rauschverhältnisses bringen kann.

Der erfindungsgemäße Sender weist dazu das Kennzeichen auf, daß das Vormodulationsfilter eine Impulsantwort $h(t)$ entsprechend dem folgenden Ausdruck hat:

$$h(t) = g(t) - \sum_{n=1}^N \alpha(n) [g(t-nT) + g(t+nT)],$$

worin $g(t)$ die Impulsantwort eines Gauß-Tiefpaßfilters ist, T eine Verzögerungszeit gleich der Dauer eines binären Signalelementes ist, N und n ganze Zahlen sind und $\alpha(n)$ ein positiver Multiplikationsfaktor ist.

In einer praktischen Situation reicht es aus, einen niedrigen Wert von n zu wählen, z. B. $n \leq 4$.

Das Nachmodulationsfilter in dem Empfänger, welches hinter der Detektions- oder Demodulationsstufe angebracht ist (Nachdemodulationsfilter), wird für optimale Ergebnisse eine Impulsantwort dieser allgemeinen Form aufweisen, gegebenenfalls mit einer größeren Bandbreite und mit anderen Werten für die Faktoren $\alpha(n)$, zum Verwirklichen eines maximalen Rauschabstandes.

Ausführungsbeispiele der Erfindung sind in der Zeichnung dargestellt und werden im folgenden näher beschrieben. Es zeigt

Fig. 1 das Blockschaltbild eines bekannten Funkübertragungssystems mit einem Sender und einem Empfänger,

Fig. 2 das Blockschaltbild eines Vormodulationsfilters nach der Erfindung zum Gebrauch in dem Sender nach Fig. 1.

Fig. 3 das Blockschaltbild eines vereinfachten Vormodulationsfilters nach der Erfindung.

Fig. 4 die Impulsantwort eines Gauß-Tiefpaßfilter (A) und die Impulsantwort eines Vormodulationsfilters nach der Erfindung (B).

Fig. 5 die Fehlerrate P_e als Funktion des Signal-Rauschverhältnisses in dem System nach Fig. 1 ohne (C) und mit (D) Anwendung der Erfindung.

Fig. 6 das Blockschaltbild eines Nachdemodulationsfilters zum Gebrauch in dem Empfänger des Systems nach Fig. 1.

Das System nach Fig. 1 enthält einen Sender TR und einen Empfänger RC .

Der Sender TR weist einen Eingang 1 auf für synchrone binäre Datensignale, der an ein Tiefpaßvormodulationsfilter 2 angeschlossen ist. Der Ausgang desselben ist an den Signaleingang einer Frequenzmodulationsanordnung 3 angeschlossen. Diese letztere liefert ein Ausgangssignal mit einer Frequenz, die eine lineare Funktion der Spannung an dem Signaleingang ist. In der einfachsten Form kann die Anordnung 3 durch einen spannungsgesteuerten Oszillator (VCO) verwirklicht werden. In der Praxis können auf bekannte Weise Mittel vorgesehen werden zum Stabilisieren der zentralen Frequenz und des Frequenzhubes. Das Ausgangssignal der Modulationsanordnung 3 wird dem Ausgangsteil 4 des Senders zugeführt, der auf bekannte Weise eine oder mehrere Verstärker- und/oder Frequenzwandlerstufen enthalten kann.

Der Empfänger RC weist einen Eingangsteil 5 auf, der auf bekannte Weise eine oder mehrere HF- und ZF-Verstärkerstufen und Demodulationsstufen aufweisen kann. Der Ausgang des Eingangsteils ist an eine Quadraturdemodulationsordnung 6 angeschlossen, deren Ausgänge an einen Datenregenerator 7 angeschlossen sind.

Die Demodulationsanordnung 6 enthält die Demodulatoren 6-1 und 6-2, die durch zwei orthogonale Signale gesteuert werden, die von der Ortsträgerquelle 6-3 herühren, auf einer Frequenz, die der zentralen Frequenz des Ausgangssignals des Eingangsteils 5 entspricht. An die Ausgänge der Demodulatoren 6-1 und 6-2 sind die Tiefpaß-Nachdemodulationsfilter 6-4 und 6-5 angeschlossen. Die Ausgänge derselben bilden die Ausgänge der Demodulationsanordnung 6.

Ein Sender und ein Empfänger vom beschriebenen Typ sind beispielsweise aus der obengenannten Veröffentlichung bekannt.

In der genannten Veröffentlichung wird der Fall beschrieben, daß der Frequenzhub Δf der Frequenzmodulationsanordnung 3 ein Viertel der Bitgeschwindigkeit f_b in Hertz hat, d. h. $\Delta f = f_b/4$. Dies entspricht, wie in der Veröffentlichung erwähnt, der Bedingung für MSK-Modulation, wobei sich in einer Symbolperiode T die Phase um einen Betrag entsprechend $\pi/2$ ändert.

In der genannten Veröffentlichung wird weiterhin der Fall beschrieben, daß das Vormodulationsfilter 2 ein Gauß-Tiefpaßfilter ist und es werden unterschiedliche Werte der genormten Bandbreite $Bb \cdot T$ desselben berücksichtigt. Insbesondere wird der Wert $Bb \cdot T = 0,19$ genannt, bei dem eine Unterdrückung des Leistungsspektrums außerhalb des Bandes des Ausgangssignals der Modulationsanordnung 3 erhalten wird, die derjenigen für TFM Modulation (tamed frequency modulation) fast entspricht. Der Begriff TFM-Modulation ist näher

erklärt in: IEEE Transactions on Communications, Vol. COM 26, No. 5, Mai 1978, S. 534–542.

Ein optimaler Rauschabstand an den Ausgängen der Demodulationsanordnung 6 ist von der Formgestaltung des Signals durch das Vormodulationsfilter 2 und das Nachdemodulationsfilter 6-4 (6-5) und von der Formgestaltung des Rauschens durch das Nachdemodulationsfilter 6-4 (6-5) abhängig. Ein Teil der Formgestaltung des Signals in dem Empfänger RC oder sogar die ganze Formgestaltung kann in den ZF-Stufen des Eingangsteils 5 erfolgen. Untenstehend wird vorausgesetzt, daß die Formgestaltung in dem Nachdemodulationsfilter 6-4 (6-5) konzentriert ist.

In der genannten Veröffentlichung wird der Fall beschrieben, daß die Formgestaltung des Signals in dem Empfänger erfolgt, und zwar durch ein Vordetektions-Gauß-Bandpaßfilter, d. h. ein Filter, das sich in dem Eingangsteil 5 befindet. Die Bandbreite dieses Filters wird dann zweimal größer sein als die eines gleichwertigen Nachdemodulationsfilter. In der Veröffentlichung wird insbesondere ein Gauß-Bandpaßfilter beschrieben mit einer relativen Bandbreite $B \cdot T = 0,75$ zur Verwirklichung einer minimalen Fehlerrate. Dies entspricht einer relativen Bandbreite $Bb \cdot T = 0,375$ für das Nachdemodulationsfilter 6-4 (6-5).

Es wurde gefunden, daß die Fehlerrate wesentlich verbessert werden kann, ohne daß die Unterdrückung des Leistungsspektrums außerhalb des Bandes verschlechtert wird, indem das Vormodulationsfilter 2 ausgebildet wird, wie in Fig. 2 dargestellt ist und ein entsprechend ausgebildetes Nachdemodulationsfilter 6-4 (6-5) verwendet wird.

Das Vormodulationsfilter 2 nach Fig. 2 enthält ein Gauß-Tiefpaßfilter 2-1 und ein Korrekturfilter 2-2. Letzteres enthält eine Kaskadenschaltung aus $2n$ Verzögerungsschaltungen $Dn', \dots, D1', D1, \dots, Dn$ mit je einer Verzögerungszeit entsprechend T , wobei T die Dauer einer Symbolperiode des binären Eingangssignals am Eingang 1 darstellt. Die Eingangssignale der Schaltungen $Dn', \dots, D1$ und die Ausgangssignale der Schaltungen $D1, \dots, Dn$ werden durch die Multiplizierer $Mn', \dots, M1'$ und $M1, \dots, Mn$ nach Multiplikation mit den positiven Faktoren $\alpha(n), \dots, \alpha(1)$ bzw. $\alpha(1), \dots, \alpha(n)$ der Signalsummieranordnung 2-3 zugeführt. Darin werden diese Signale von dem Signal subtrahiert, das unmittelbar von dem Ausgang der Schaltung $D1'$ der Anordnung 2-3 zugeführt wird.

Die Impulsantwort $h(t)$ des Vormodulationsfilters nach Fig. 2 läßt sich wie folgt darstellen:

$$h(t) = g(t) - \sum_{n=1}^N \alpha(n) [g(t-nT) + g(t+nT)], \quad (1)$$

worin $g(t)$ die Impulsantwort des Gauß-Tiefpaßfilters 2-1 darstellt.

Eine vereinfachte Ausführungsform des Filters 2 ist in Fig. 3 dargestellt. Dies entspricht dem Fall, wo $\alpha(n) \neq 0$ für $n=2$ und $\alpha(n)=0$ für $n=1$ und für $n>2$ ist.

In Fig. 4 zeigt die Kurve A die Impulsantwort des Gauß-Tiefpaßfilters 2-1 mit $Bb \cdot T = 0,19$ und die Kurve B zeigt die Impulsantwort der Kombination desselben Filters 2-1 mit $Bb \cdot T = 0,19$ und des Korrekturfilters 2-2 nach Fig. 3 mit $\alpha(2) = 0,02$.

In Fig. 5 zeigt die Kurve C die Fehlerrate Pe als Funktion des Signal-Rauschverhältnisses S/N des bekannten

Systems mit einem Gauß-Vormodulationsfilter 2 mit $Bb \cdot T = 0,19$ in dem Sender und mit einem Gauß-Nachdemodulationsfilter 6-4 (6-5) mit $Bb \cdot T = 0,375$ in dem Empfänger. Dabei sei bemerkt, daß in der Veröffentlichung dargelegt ist, daß dieser letztere Wert ein Optimum ist, unabhängig von dem Wert von $Bb \cdot T$ des Filters in dem Sender. Die Kurve D zeigt die Fehlerrate als Funktion des Signal-Rauschverhältnisses bei Verwendung eines Vormodulationsfilters 2 nach Fig. 3 mit $Bb \cdot T = 0,19$ und $\alpha(2) = 0,02$ und mit einem Nachdemodulationsfilter 6-4 (6-5) nach Fig. 3 mit $Bb \cdot T = 0,24$ und $\alpha(2) = 0,07$. Der Gewinn an Signal-Rauschverhältnis beträgt etwa 1,35 dB.

In der Praxis kann ein einfacheres Vormodulationsfilter 2 dadurch verwirklicht werden, daß die Reihenfolge der Filter 2-1 und 2-2 nach Fig. 2 und 3 umgekehrt wird. Das Filter 2-2 kann dann wegen des binären Charakters des Eingangssignals aus digitalen Verzögerungselementen aufgebaut werden.

Eine Ausführungsform des Filters nach Fig. 3 zum Gebrauch als Nachdemodulationsfilter 6-4 (6-5) in dem Empfänger ist in Fig. 6 dargestellt.

Das Filter nach Fig. 6 enthält ein Minimum-Phasennetzwerk 8, beispielsweise wie dies in Form einer Ketenschaltung angegeben ist, mit einer Übertragungsfunktion $G(j\omega)$, die durch die folgende Formel gegeben wird:

$$G(j\omega) = G(j\omega) \cdot \exp \cdot (-\alpha(2) \cdot e^{-j2\omega T}), \quad (2)$$

worin $G(j\omega)$ die Übertragungsfunktion des Gauß-Tiefpaßfilters 2-1 nach Fig. 3 darstellt.

Für kleine Werte von $\alpha(2)$ wird die Impulsantwort $g(t)$ des Netzwerkes 8 durch die folgende Formel gegeben:

$$g(t) = g(t) - \alpha(2) g(t-2T). \quad (3)$$

Die Terme $g(t)$ und $-\alpha(2) g(t-2T)$, die zur Verwirklichung des Filters nach Fig. 3 notwendig sind, lassen sich durch das Netzwerk 8 verwirklichen mit der modifizierten Übertragungsfunktion $G(j\omega)$.

Der restliche Term $-\alpha(2) g(t+2T)$ kann dadurch verwirklicht werden, daß das Netzwerk 8 an einer geeigneten Stelle vor dem Ausgang abgezweigt wird. Dies wird dadurch gemacht, daß an einer Querimpedanz 10 ein Abgriff 9 vorgesehen wird. Das Ausgangssignal des Netzwerkes 8 wird mit dem Signal am Abgriff 9 durch den Differenzierer 11 kombiniert, dessen Ausgang 50 den Ausgang des Nachdemodulationsfilters 6-4 (6-5) bildet.

Die Impulsantwort $h(t)$ nach Fig. 6 wird durch die folgende Formel gegeben:

$$h(t) = g(t) - \alpha(2) g(t-2T) - \alpha(2) g(t+2T). \quad (4)$$

Dieser Ausdruck (4) entspricht dem Ausdruck (1), wenn darin $\alpha(n)=0$ für $n=1$ und $n>2$ vorausgesetzt wird.

Patentanspruch

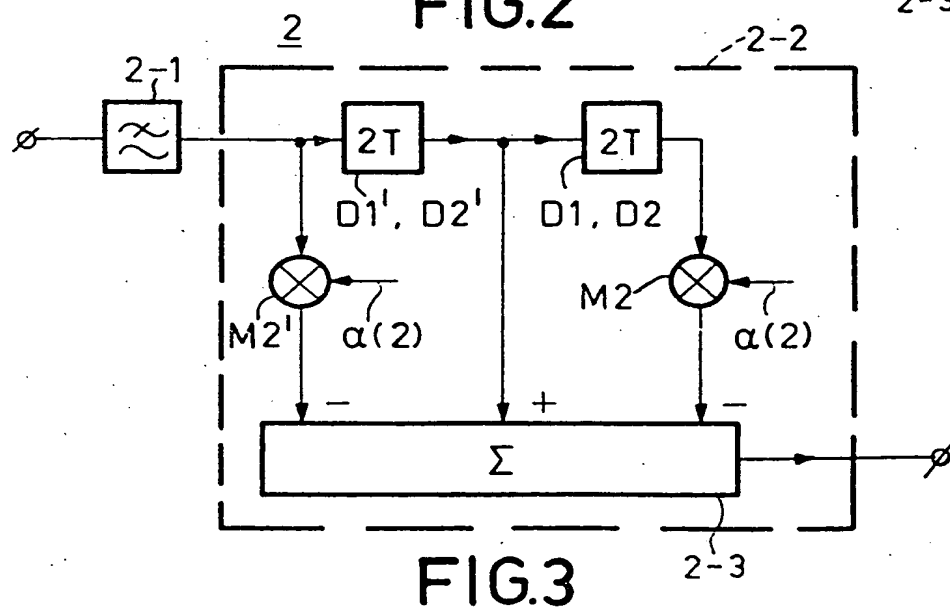
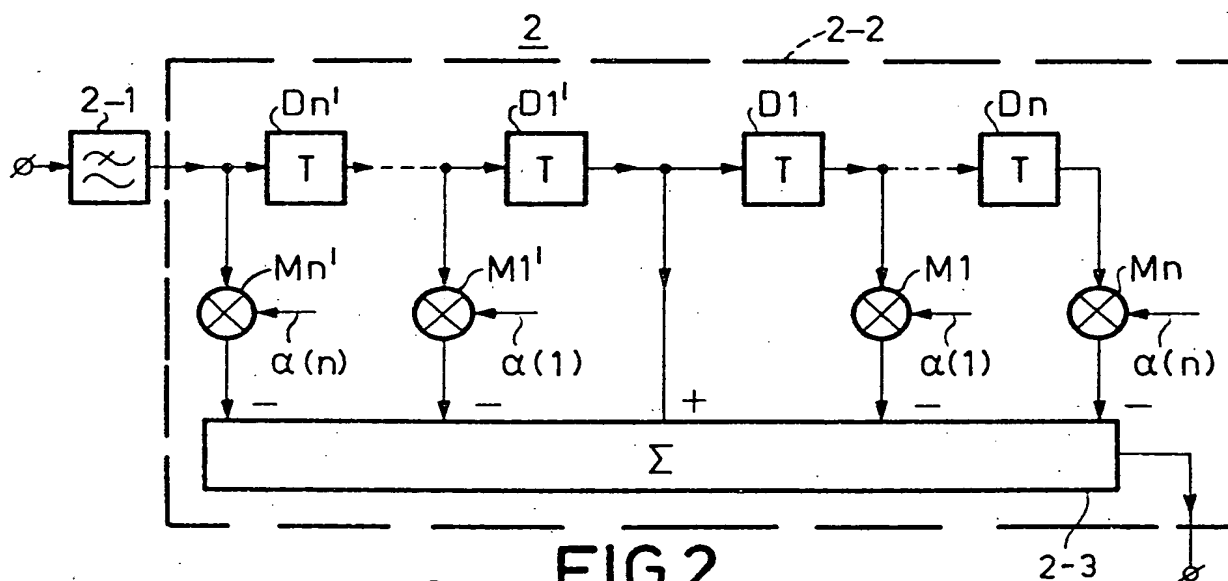
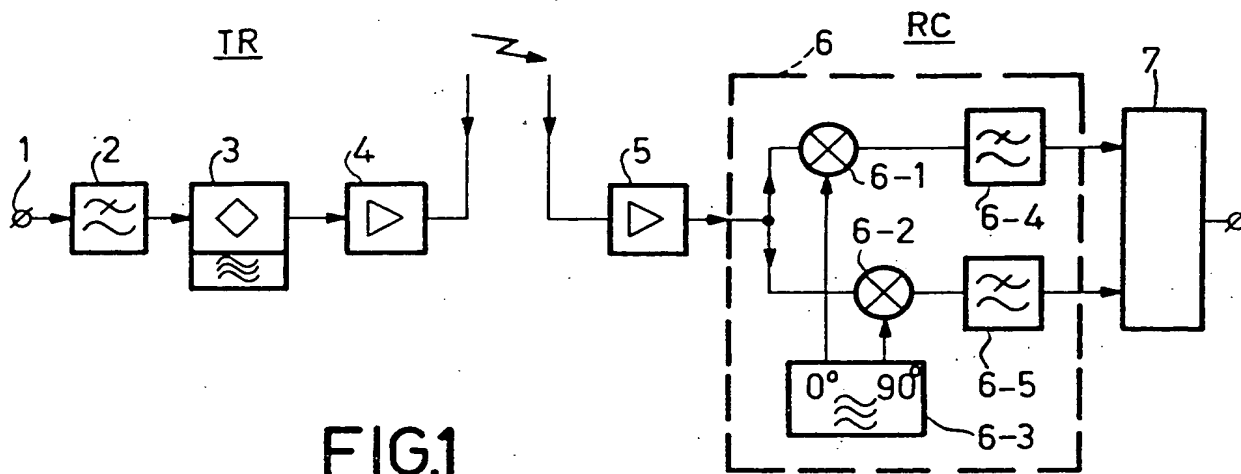
Sender für winkelmulierte Signale mit einem Eingang für synchrone binäre Signale, der an ein Vormodulationsfilter angeschlossen ist, dessen Ausgang an den Signaleingang einer Frequenzmodulationsanordnung angeschlossen ist, die in Abhängigkeit von einer Eingangssignalspannung ein

Ausgangssignal erzeugt, dessen Frequenz von der Signalspannung linear abhängig ist, dadurch gekennzeichnet, daß das Vormodulationsfilter eine Impulsantwort $h(t)$ hat entsprechend dem folgenden Ausdruck:

$$h(t) = g(t) - \sum_{n=1}^N \alpha(n) [g(t-nT) + g(t+nT)],$$

worin $g(t)$ die Impulsantwort eines Gauß-Tiefpaßfilters ist, T eine Verzögerungszeit entsprechend der Dauer eines binären Signalelementes ist, N und n ganze Zahlen sind und $\alpha(n)$ ein positiver Multiplikationsfaktor ist.

Hierzu 2 Blatt Zeichnungen



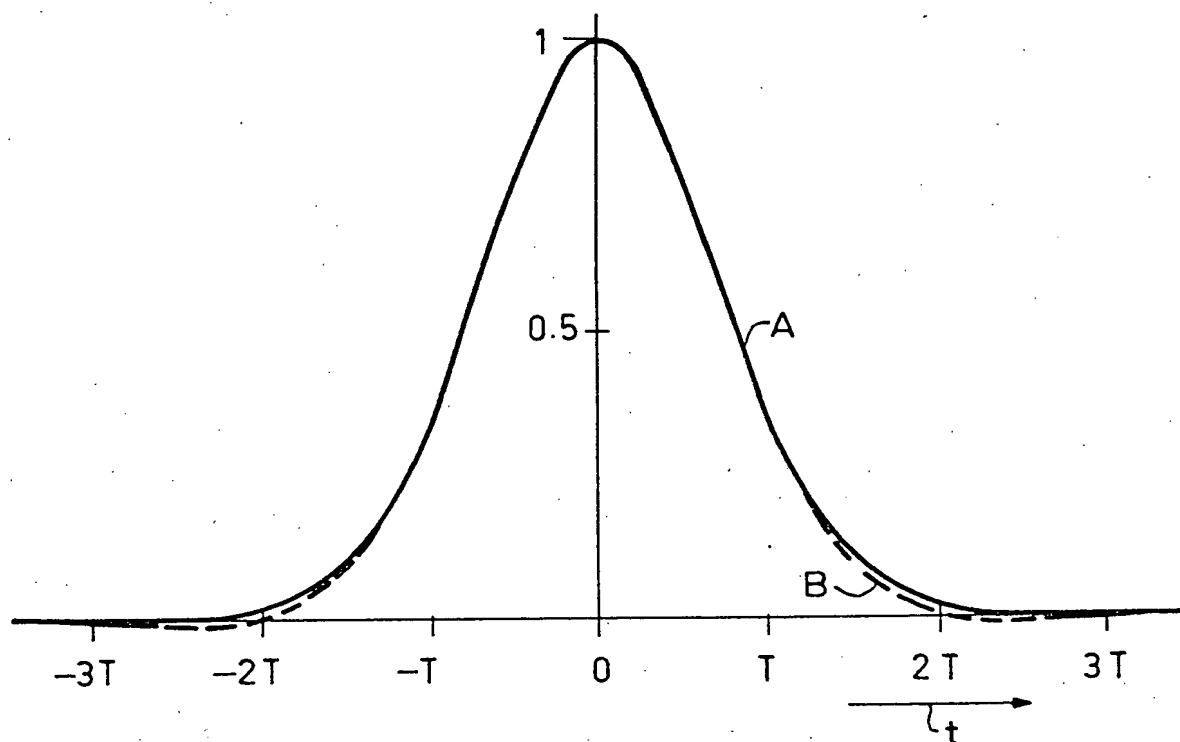


FIG. 4

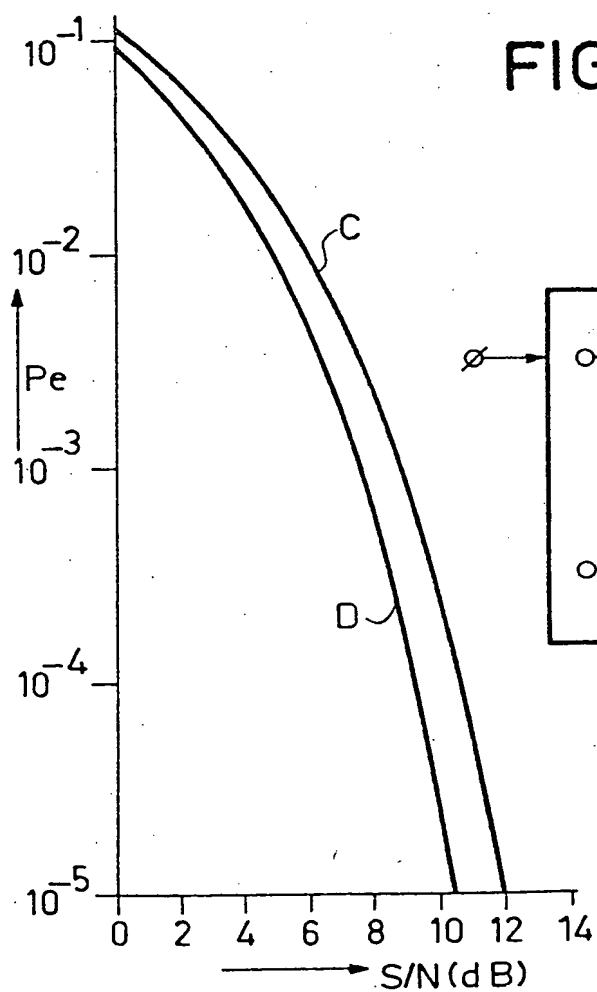


FIG. 5

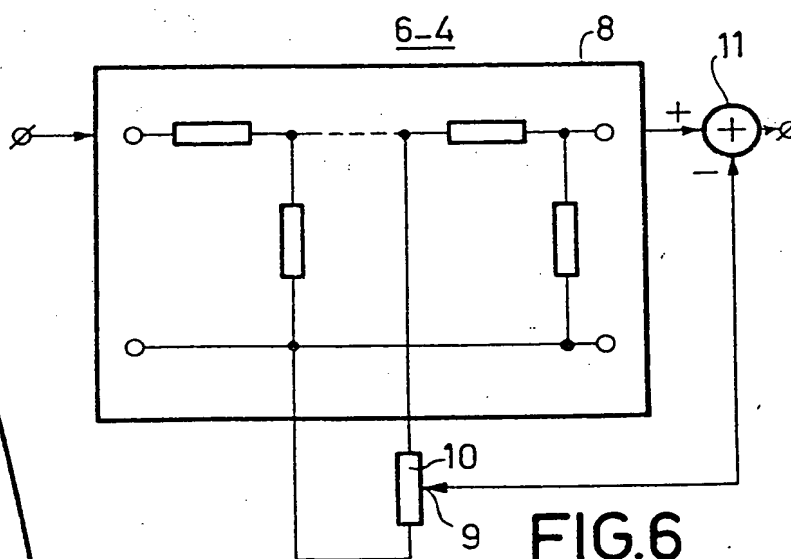


FIG. 6